Über phasenreine Tonfrequenzverstärker und ihre Anwendung zur Messung kleiner Leistungen.

Inaugural-Dissertation

zur

Erlangung der Doktorwürde

der

Naturwissenschaftlichen Fakultät

der

Johann-Wolfgang-Goethe-Universität Frankfurt a. M.

vorgelegt von

Sophie Kindler

aus Offenbach a. M.

1937

Druckerei u. Verlag wissenschaftlicher Werke Konrad Triltsch, Würzburg

Tag der mündlichen Prüfung: 22. Februar 1937.

Referent: Herr Prof. Dr. Seddig.

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

Meinen Eltern!

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41552326_0109

Inhalt.

Seite

1) Ziel der Arbeit: Die Messung kleiner Leistungen (Größenordnung Milliwatt) mit dynamometrischen Leistungsmessern durch Verbindung mit einem geeigneten Verstärker 1

2) Diskussion der Fehlergrenzen. Voraussetzungen, die von einem Verstärker für Wattmeter erfüllt werden müssen. Eignung verschiedener Verstärkersysteme 2

3) Der verbesserte Glimmlampenverstärker mit Phasenentzerrung . . 4

4) Einfluß der Kurvenform, Aussteuerung und Kennlinienkrümmung . 19

5) Die Anwendung des Verstärkers zur Messung der Eisenverluste kleiner Proben. Hilfsgeräte:

a) Zusatzgerät zur Flußmessung 22

b) Methode zur homogenen Magnetisierung von Ringproben . . 26

6) Beispiele für die Anwendung des Wattmeter-Verstärkers bei Serienmessungen und bei der Temperaturbehandlung von Eisenproben. Bestimmung der erzielbaren Genauigkeit 28

7) Zusammenfassung 34

8) Literaturverzeichnis 35

1) Ziel der Arbeit: Die Messung kleiner Leistungen (Größenordnung Milliwatt) mit dynamometrischen Leistungsmessern durch Verbindung mit einem geeigneten Verstärker.

Die empfindlichsten eisenlosen Wattmeter [1]) verbrauchen für den Endausschlag 10 bis 20 Watt auf dem untersten Meßbereich. Der Strompfad kann, besonders unter Zwischenschaltung eines Meßwandlers, für beliebige Ströme von 50 mA an aufwärts eingerichtet werden. Dagegen ist es zur Unterdrückung des Phasenfehlers schon bei niederen Frequenzen erforderlich, vor die Spannungsspule einen solchen Ohmschen Widerstand zu schalten, daß der kleinste Spannungsmeßbereich größenordnungsmäßig 10 Volt beträgt. Dynamometrische Instrumente haben den Vorteil, daß sie bis zu den Frequenzen, bei denen sich die Induktivität der Spannungsspule bemerkbar macht, unabhängig von der Kurvenform sind.

Wesentlich kleinere Leistungen bis herunter zu Mikrowatt können auf dem Umweg über die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung nach der Drei-Voltmeter-Methode, oder in Brückenschaltungen gemessen werden. Doch geben beide Methoden nur bei Speisung mit einwelligem Strom und bei der Messung von Verbrauchern mit geradliniger Widerstandskennlinie richtige Ergebnisse. Zu den eigentlichen Phasenmeßgeräten gehört auch das Siemens-Ferrometer [2]), welches grundsätzlich denselben Beschränkungen wie die beiden zuletzt angegebenen Verfahren unterworfen ist. Es ist durch verschiedene Kunstgriffe gelungen, bei Eisenverlustmessungen unter der Voraussetzung sinusförmiger Magnetisierung die unteren Harmonischen der verzerrten Stromkurve zu eliminieren und die Leistungsmessung auf die Messung der Phasenverschiebung zwischen der induzierten Spannung und der Grundwelle des Magnetisierungsstromes zurückzuführen. Dadurch ist ein Gerät entstanden, welches sich zwar bei technischen Serienmessungen gut bewährt hat, aber umso weniger Anspruch auf Genauigkeit erheben kann, je kleiner das Gewicht der zu messenden Eisenproben und je größer die Sättigung ist.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit war nun, auf Grund der allgemeinen Definition der Leistung

$$N = \frac{1}{T} \int_0^T u_t \cdot i_t \, dt$$

(T = Periodendauer, u_t = Momentanwert der Spannung, i_t = Momentanwert des Stromes) ein Gerät zur strengen Bestimmung der Magnetisierungsverluste kleiner Eisenproben bei beliebiger Kurvenform der Magnetisierung zu entwickeln.

Der einfachste, schon von Déguisne [3]) angegebene Weg ist die Verwendung eines Verstärkers vor dem Spannungspfad eines elektrodynamischen Wattmeters, der die Bedingung erfüllen muß, daß in jedem Augenblick der Strom in der Spannungsspule des Wattmeters proportional der Spannung am Verbraucher ist. Aus dieser Problemstellung, die erst mit neueren Röhren gelöst werden kann, ergab sich eine eingehende Untersuchung über Verstärker, die im Gebiet von 25 bis 2000 Hz vernachlässigbare Frequenz- und insbesondere Phasenverzerrungen aufweisen (Kap. 2 bis 4) und die Anwendung dieser Verstärker auf genaue Eisenverlustmessungen kleiner Proben (Kap. 5 und 6).

2) Diskussion der Fehlergrenzen, Voraussetzungen, die von einem Verstärker für Wattmeter erfüllt werden müssen. Eignung verschiedener Verstärkersysteme.

Es ist klar, daß bei Verwendung von Verstärkern, selbst bei kleiner Stufenzahl, zur Leistungsmessung nicht die Genauigkeit wie bei einem guten Zeigerinstrument erreicht werden kann. Mit normalen technischen Hilfsmitteln lassen sich Verstärker wirtschaftlich mit einer Genauigkeit von 2 bis 3% bauen. Es ist weiter noch zu bedenken, daß der Verstärker in Verbindung mit einem Wattmeter für Eisenverlust-Messungen gedacht ist. Nach Untersuchungen von W. Thal [4]) über „Genauigkeit bei Eisenmessungen" ist es gar nicht nötig, eine Meßapparatur zu bauen, die genauer als 3% ist, da die Abweichungen des Materials, des Querschnitts der Proben und die Art der Magnetisierung schon insgesamt einen Fehler von 3 bis 5% verursachen.

Die günstigste Lösung für einen phasenreinen Wattmeter-Verstärker wäre eine einzige Röhre von genügend großer Steilheit. Nun sind aber die Spannungen, die bei Eisenverlustmessungen an einem hier beschriebenen Eisenjoch bei erträglichen Windungszahlen (Kap. 6) auftreten, so klein, daß die Steilheit der modernsten Röhren nicht

ausreicht, um eine genügend große Spannung für den Spannungspfad des Wattmeters zu erzeugen. Transformator- und kapazitätsgekoppelte Verstärker haben bei Tonfrequenzen von 50 Hz an aufwärts, bei denen technische Eisenmessungen vorgenommen werden, den Nachteil, daß sie

1) in diesem Frequenzbereich den Betrag ändern und
2) die Phase drehen.

Es bleiben also nur noch die direkt gekoppelten Verstärker zu untersuchen.

Diejenigen Verstärker-Schaltungen, bei denen der Übergang von der Anode der ersten Röhre auf das Gitter der nachfolgenden Röhre durch Zwischenschaltung einer Kompensationsbatterie erfolgt, haben folgende Nachteile:

1) prozentual geringe Schwankungen der Kompensationsbatterie bewirken relativ starke Verlagerungen der Gittervorspannung der zweiten Röhre,
2) verursacht die Erdkapazität der Kopplungsbatterie eine Phasendrehung bei höheren Frequenzen.

Legt man die Kompensationsbatterie zwischen die beiden Kathoden (Schaltung nach Loftin-White), dann ergeben sich bei der Anwendung von Netzanschlußgeräten die bekannten Schwierigkeiten der rückwirkungsfreien Spannungsteilung.

Diese Nachteile werden durch den Verstärker mit Glimmlampen-Kopplung nach Peek[5]) verringert. Bei der Röhrenbestückung eines Glimmlampenverstärkers in Verbindung mit einem Wattmeter muß berücksichtigt werden, daß die Endröhre einen genügend großen inneren Widerstand aufweist, damit bei höheren Frequenzen die Phasenverschiebung zwischen Gitterspannung und Anodenstrom, die durch die Induktivität der Spannungsspule verursacht wird, nicht zu große Werte annimmt. Als Eingangsröhre ist eine gewöhnliche Widerstandsverstärkerröhre mit großer Steilheit und mittlerem innerem Widerstand zu verwenden, damit der Anodenwiderstand nicht allzu groß bemessen werden muß. Damit die Spannungsspule des Wattmeters nicht thermisch überlastet wird, darf die effektive Summe aus Anoden-Ruhestrom und Anoden-Wechselstrom im richtigen Arbeitspunkt bei der maximal zulässigen Aussteuerung die Nennstromstärke des Spannungspfades nicht überschreiten. Bei der Verwendung einer Penthode als Endröhre kann die Spannungsspule des Wattmeters ohne Vorwiderstand angeschlossen werden, um

mit der vollen Steilheit arbeiten zu können. Um jedoch das Wattmeter vor zufälligen Überlastungen bei Ausbleiben der Gittervorspannung zu schützen, ist es angebracht, den Vorschaltwiderstand für den kleinsten Meßbereich beizubehalten.

3) Der verbesserte Glimmlampenverstärker mit Phasenentzerrung.

Die beiden grundsätzlichen Schaltungen für einen „Leistungsverstärker" mit Glimmlampenkopplung sind in Abb. 1 und 2 aufgezeichnet. Da zur Vermeidung einer statischen Beeinflussung zwischen Strom- und Spannungsspule des Wattmeters je ein Pol durch die Potentialverbindung V verbunden werden muß, ist es erforderlich, zur Verhinderung eines Kurzschlusses über die Anoden- und Gitterspannung eine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang des Verstärkers durchzuführen.

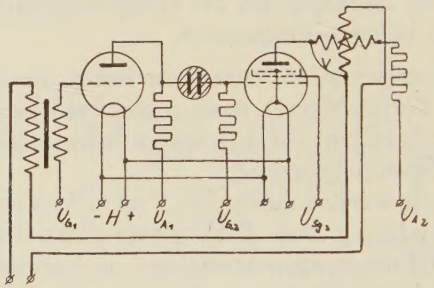


Abb. 1.

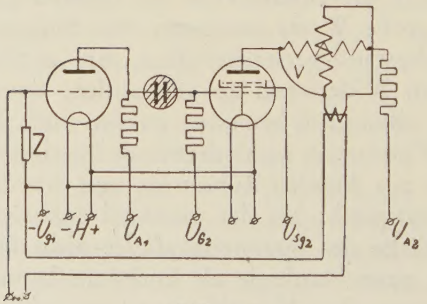


Abb. 2.

Bei der Verlustmessung von Eisenproben, für die der Verstärker ursprünglich entwickelt wurde, wird stets die induzierte Spannung an einer Sekundärwicklung abgenommen, damit die Kupferverluste der Magnetisierungswicklung nicht mitgemessen werden [6]). Daraus ergibt sich die einfache Schaltung nach Abb. 1, bei der zwischen Primär- und Sekundärwicklung die volle Anodenspannung liegt. Kann die erforderliche Isolation aus irgendwelchen Gründen (z. B. Messungen bei sehr hohen Temperaturen) nicht gewährleistet werden, oder handelt es sich um die Messung eines Zweipols (z. B. Zählerspulen und Wattmeterspulen), dann muß die Trennung der Stromkreise durch einen Stromwandler nach der Schaltung Abb. 2 erfolgen. Da dessen Fehler getrennt zu berücksichtigen sind, soll zunächst die Schaltung nach Abb. 1 behandelt werden.

Als Eingangsröhre wurde eine Widerstandsverstärkerröhre W 411 mit einem inneren Widerstand $R_i = 20\ k\Omega$ und einem Durchgriff von $D = 2{,}8\%$ verwandt. Der Anodenwiderstand R_{a1} beträgt 0,1 MΩ. Die Kopplung zwischen der Eingangsröhre und der Endröhre wurde durch eine Stabglimmlampe von einer Brennspannung 140 V hergestellt. Als geeignete Endröhre konnte die Penthode RES 964 gewählt werden. Ihre charakteristischen Daten sind: $R_i = 60\ k\Omega$, $S = 2{,}1$ mS, $D = 0{,}8\%$ für eine Schirmgitterspannung von 150 V.

In Abb. 3 ist die Funktion $I_{a_2} = f(U_{g_1})$ aufgetragen. Aus ihr kann der Aussteuerungsbereich des Verstärkers und die gesamte statische Steilheit $S_{1,2} = 55$ mS abgelesen werden. Wird die Endröhre mit dem Spannungspfad des Wattmeters R_{a_2} belastet, dann ergibt

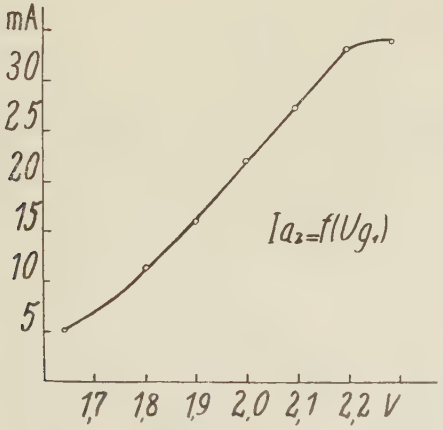


Abb. 3.

sich die Arbeitssteilheit des Verstärkers zu

$$S' = S_{1,2} \cdot \frac{R_{i_2}}{R_{i_2} + R_{a_2}}$$

und der Verstärkungsfaktor der Anordnung zu

$$\frac{U_{a_2}}{U_{g_1}} = S' \cdot R_{a_2} = 0{,}053 \cdot 2000 = \underline{106}$$

Eine Messung mit bekanntem Wiederstand ergab den Verstärkungsfaktor 110. Mit dieser Röhrenbestückung ist also grundsätzlich die Aufgabe gelöst, den Meßbereich eines Wattmeters um zwei Zehnerpotenzen zu erweitern. Durch Verwendung einer Schirmgitterröhre in der ersten Stufe ist ohne besondere Komplikationen ein Verstärkungsfaktor von 1000 zu erzielen.

Der Anodenstrom der Penthode im Arbeitspunkt beträgt bei eingeschaltetem Wattmeter 22 mA. Da der Spannungspfad für eine Dauerbelastung von 30 mA eingerichtet ist, ist eine unzulässige Erwärmung der Spannungsspule nicht zu befürchten. Das verwandte Wattmeter war ein astatisches Präzisions-Instrument von Hartmann & Braun für 5 und 10 A, 15, 75 und 300 V, $\cos\varphi = 0{,}1$.

Mit der beschriebenen Anordnung wurde die Phasenverzerrung des Verstärkers zwischen 50 und 500 Hz gemessen, indem als Verbraucher eine Gegeninduktivität ohne Eisen eingeschaltet wurde. Dann berechnet sich die Drehung der Phase nach folgender Formel:

$$\delta \approx \sin\delta = \cos(90 - \delta) = \cos\varphi = \frac{N}{n \cdot I \cdot U}$$

wo N die am geeichten Wattmeter abgelesene Wirkleistung, n den Verstärkungsfaktor, I den Strom in der Primärspule der Gegeninduktivität und U die in der Sekundärspule induzierte Spannung bedeutet.

Abb. 4 zeigt den gemessenen Phasenfehler in Abhängigkeit von der Frequenz. Er beträgt bei 50 Hz rund 10 min. Wenn z. B. bei einer Eisensorte der auf die Grundwelle des Stromes und der Spannung bezogene Voreilwinkel 5° beträgt, dann bedeutet ein Phasenfehler von 10 min eine Verfälschung der Leistung der Grundwelle von rund 3%. Da bei höherer Sättigung unter Umständen die nächsten ungeraden Harmonischen, besonders die 3. und 5., einen beträchtlichen Teil der Wirkleistung ausmachen, kann schon bei 50 Hz leicht ein Fehler von 10% auftreten. Weil dieser Fehler von

dem zufälligen Gehalt an Oberwellen abhängt und darum nicht vorausberechenbar ist, ginge der Hauptvorteil des elektrodynamischen Wattmeters, nämlich die Unabhängigkeit von der Kurvenform, verloren.

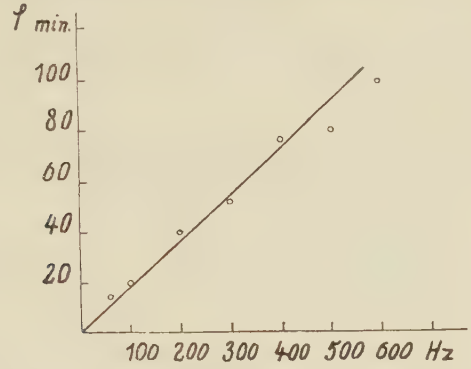


Abb. 4.

Der Phasenfehler kann nicht durch die Induktivität der Spannungsspule des Wattmeters verursacht werden, weil

1) bei den modernen Wattmetern laut Angabe der innere Phasenfehler durch eine Kunstschaltung bis 1000 Hz vernachlässigbar klein gemacht worden ist, und
2) selbst bei einem nicht kompensierten Wattmeter mit einer Induktivität der Spannungsspule von 50 mH die Phasenverschiebung des Anodenstromes der Penthode gegen ihre Gitterspannung nach der Formel

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\omega L}{R_i}$$

für 50 Hz nur rund 1 min betragen würde.

Es war jetzt zu untersuchen, ob der Phasenfehler durch die Schalt- und Röhrenkapazitäten des Verstärkers verursacht wird. Zu diesem Zweck wurde ein vereinfachtes Ersatzschema des Verstärkers nach Abb. 5

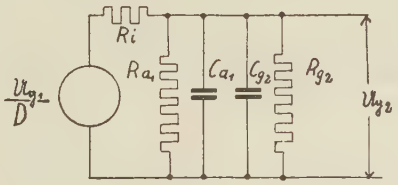


Abb. 5.

durchgerechnet. Bei diesem Schaltschema wird die Glimmlampe als ein für Wechselstrom vernachlässigbar kleiner Widerstand angesehen. C_{a1} und C_{g2} bedeuten die Gitter- bzw. Anodenkapazität, und R_{a1} und R_{g2} den Anoden- bzw. Gitterableitwiderstand. Es ist dann:

$$\mathfrak{U}_{g2} = \frac{\mathfrak{U}_{g1}}{D} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_a}{\mathfrak{Z}_a + R_i} \qquad C = C_{a_1} + C_{g_2}$$

$$= \frac{\mathfrak{U}_{g_1}}{D} \cdot \frac{R'_a [(R'_a + R_i) - j\omega R'_a R_i C]}{(R'_a + R_i)^2 + (\omega R'_a R_i C)^2}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-\omega R'_a \cdot R_i \cdot C}{R'_a + R_i} \qquad R'_a = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_{\bar{g}}}$$

Für 50 Hz, $C = 30$ pF, $R_a = 0{,}1$ MΩ und $R_{\bar{g}} = 0{,}5$ MΩ beträgt

$$\varphi = 1 \text{ min.}$$

Bei der Suche nach der Ursache des großen Phasenfehlers wurde festgestellt, daß er von dem Betriebsstrom der Glimmlampe abhängig ist, und bei sehr kleinem Glimmstrom außerordentliche Werte erreicht. Es lag die Vermutung nahe, daß die Hysterese der Glimmlampe, die eine scheinbare Induktivität besitzt, den Fehler hervorruft. In Reihe mit der Glimmlampe wurde eine Induktivität von 10 H geschaltet und eine Vergrößerung des Fehlers von 4,5 auf 17 S. T. beobachtet. Daraus folgt, daß die Glimmlampe eine scheinbare Induktivität von 4...5 H haben muß. In seiner Arbeit über den Glimmlampenverstärker gibt Peek [5]) den Wirk- und Blindwiderstand einer Glimmlampe bei verschiedenen Betriebsströmen in Abhängigkeit von der Frequenz an. Diese Werte deckten sich zufällig recht genau mit denen der hier verwandten Glimmlampe. Während Peek zur Berechnung für einen größeren Frequenzbereich (bis 8 kHz) ein Netzwerk, bestehend aus einer Induktivität und Ohmschen Widerständen, einsetzte, wurde bei der beschriebenen Anordnung für den Frequenzbereich bis 500 Hz eine konstante Induktivität als Nachbildung des Wechselstromwiderstandes der Glimmlampe angesetzt.

Unter Vernachlässigung der Schalt- und Röhrenkapazitäten wurde nach Abb. 6 folgendes Ersatzschema zugrunde gelegt:

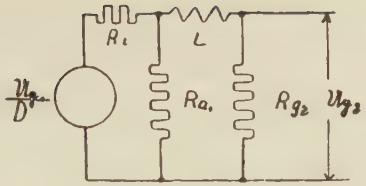


Abb. 6.

Dann ergibt sich die komplexe Spannug am Gitter der zweiten Röhre zu:

$$U_{g_2} = \frac{U_{g_1}}{D} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_a}{\mathfrak{Z}_a + R_i} \cdot \frac{R_{g_2}}{R_{g_2} + j\omega L}$$

$$\mathfrak{Z}_a = \frac{1}{\frac{1}{R_{g_2} + j\omega L} + \frac{1}{R_{a_1}}}$$

$$= \frac{R_{a_1} \cdot (R_{a_1} R_{g_2} + R_{g_2}^2 + \omega^2 L^2) + j\omega L R_{a_1}^2}{(R_{a_1} + R_{g_2})^2 + \omega^2 L^2}$$

Unter Vernachlässigung kleiner Glieder höherer Ordnung ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega L \cdot \frac{R_{a_1} + R_i}{R_{a_1} R_{g_2} + R_{a_1} R_i + R_i R_{g_2}}$$

$$\underline{\operatorname{tg} \varphi = \text{const} \cdot \omega}$$

Die hieraus errechnete Kurve $\varphi = f(Hz)$ ist bereits in Abb. 4 dargestellt.

Es erscheint aussichtslos, die Induktivität der Glimmlampe durch Zuschaltung von komplexen Widerständen in dem gewünschten Frequenzbereich zu kompensieren. Bei der Penthode dagegen gibt es drei Wege, um den Anodenstrom gegen die Gitterspannung voreilend zu machen und damit eine Kompensation des Phasenfehlers zu erzielen. Legt man in den Gitterkreis ein Netzwerk von Blind- und Wirkwiderständen, so könnte sich die Kapazität der Schaltelemente gegenüber anderen Teilen der Schaltung störend bemerkbar machen. Ein Netzwerk im Anodenkreis bewirkt, daß bei positiver Halbwelle der Gitterwechselspannung die Anodenspannung u. U. unter die Schirmgitterspannung sinkt, und trotz dem Bremsgitter eine Deformation des Kennlinienfeldes eintritt.

Aus diesem Grunde wurde das Netzwerk dann in den Schirmgitterkreis gelegt. Bei einer positiven Halbwelle der Gitterwechsel-

spannung wird die Schirmgitterspannung auch kleiner, sodaß die Anodenspannung nicht mehr unter die Schirmgitterspannung sinken kann [7]).

Es ist jetzt zu untersuchen, wie sich ein komplexer Widerstand $\mathfrak{Z}_s$ auf den Anodenstrom $\mathfrak{J}_a$ auswirkt. Man geht zunächst von den statischen Verhältnissen aus. Abb. 7 gibt hierfür das Schaltschema.

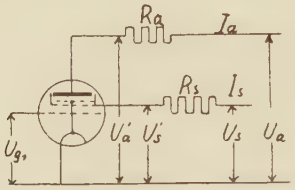


Abb. 7.

Für $R_a = R_s = 0$ ist der Gesamtemissionsstrom durch die bekannte Formel gegeben:

$$I_e = k \cdot (U_g + D_1 U_a + D_2 U_s)^{3/2}$$

Da für die folgende Behandlung des Problems und speziell für den Übergang auf die Berechnung der Wechselstromgrößen nur der praktisch geradlinige Teil des Kennlinienfeldes in Frage kommt, kann die Potenzreihen-Entwicklung nach dem ersten Glied abgebrochen und der Anodenstrom so ausgedrückt werden:

$$I_a = S \cdot (D_1 U_a + D_2 U_s + U_g)$$

S ist die statische Steilheit des Anodenstromes im Arbeitspunkt. Wenn R_a und R_s beide nicht gleich Null sind, dann kann man den Anodenstrom selbst in einem geradlinigen Teil der Kennlinie nicht mehr durch diese einfache Abwandlung der Emissionsformel korrekt beschreiben, weil dann die Steilheitskonstante S von dem jeweiligen Anteil des Schirmgitterstromes abhängt.

Da aber bei den handelsüblichen Röhren der Schirmgitterstrom klein gegen den Anodenstrom ist, kann in erster Annäherung geschrieben werden:

$$\begin{aligned} I_a &= S \cdot (D_1 U'_a + D_2 U'_s + U_g) \\ &= S \cdot [D_1 (U_a - I_a R_a) + D_2 (U_s - I_s R_s) + U_g] \end{aligned}$$

Nun ist

$$I_s = K \cdot [D_2 (U_s - I_s R_s) + U_g],$$

wobei K die Steilheit des Schirmgitterstromes für $R_s = 0$ unter Berücksichtigung der Einwirkung des Anodenfeldes (Korrektur 2. Ordnung) ist. Aus der letzten Gleichung folgt:

$$I_s(1 + KD_2R_s) = K(D_2U_s + U_g)$$

$$I_s = \frac{K}{1 + KD_2R_s}(D_2U_s + U_g)$$

$$I_s = K'(D_2U_s + U_g).$$

Dieser Wert von I_s wird in die obige Gleichung für I_a eingesetzt:

$$I_a = S\{D_1(U_a - I_aR_a) + D_2[U_s - K'(D_2U_s + U_g)R_s] + U_g\}$$

Durch Zusammenfassung der Glieder mit I_a ergibt sich:

$$I_a = \frac{S}{1 + SD_1R_a}\{D_1U_a + D_2[U_s - K'R_s(D_2U_s + U_g)] + U_g\}$$

Da wir nur mit Wechselstromgrößen arbeiten, differenzieren wir I_a nach U_g und erhalten:

$$\frac{dI_a}{dU_g} = \frac{S}{1 + SD_1R_a}\left[1 - \frac{KR_sD_2}{1 + KR_sD_2}\right]$$

$$= \frac{S}{1 + SD_1R_a} \cdot \frac{1}{1 + KR_sD_2}$$

$$= S \cdot \frac{1}{(1 + SD_1R_a)(1 + KD_2R_s)}$$

S ist die statische Steilheit des Anodenstromes ($R_a = R_s = 0$), K die statische Steilheit des Schirmgitterstromes für $R_s = 0$, $R_a \neq 0$. Beide Größen sind ebenso wie die Durchgriffe D_1 und D_2 experimentell leicht mit genügender Genauigkeit zu bestimmen.

Für ein komplexes $\mathfrak{Z}_s = R + jX$ erhält man den komplexen Anodenstrom:

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \frac{1}{(1 + SD_1R_a)(1 + KD_2\mathfrak{Z}_s)} \cdot \mathfrak{U}_g$$

In dieser Formel treten R_a und $\mathfrak{Z}_s$ gleichberechtigt auf; da in der ersten Klammer $\mathfrak{Z}_s$ nicht mehr vorkommt, kann man einfacher schreiben:

$$\frac{S}{1+SD_1R_a} = \frac{S}{1+R_a/R_{i_a}} = S' \qquad \text{und}$$

$$KD_2 = \frac{1}{R_{i_s}}$$

Hierin bedeutet R_{i_a} den statischen inneren Widerstand des Anodenkreises, S' demnach die Arbeits-Steilheit der Penthode unter Berücksichtigung von R_a allein, und R_{is} den inneren Widerstand des Schirmgitterkreises für $Z_s = 0$. Dann kann man schreiben:

$$\mathfrak{J}_a = S' \cdot \frac{1}{1+\mathfrak{Z}_s/R_{i_s}} \cdot \mathfrak{U}_g$$

$$= S' \cdot \frac{R_{i_s}}{R_{i_s}+\mathfrak{Z}_s} \cdot \mathfrak{U}_g$$

$$= S' \cdot \frac{R_{i_s}}{(R_{i_s}+R)+jX} \cdot \mathfrak{U}_g$$

$$= S' \cdot \frac{R_{i_s}[(R_{i_s}+R)-jX]}{(R_{i_s}+R)^2+X^2} \cdot \mathfrak{U}_g$$

$$= (S_r + S_{im}) \cdot \mathfrak{U}_g$$

$$\operatorname{tg}\varphi = -\frac{X}{R_{i_s}+R}$$

Mit dieser Gleichung ist es nun sehr einfach, die Phasenentzerrung durch ein Netzwerk im Schirmgitterkreis zu berechnen.

Da der Phasenfehler des Verstärkers, wie auf S. 6 ausgeführt, im ungünstigsten Fall das Ergebnis um 10% fälscht, genügt es vollständig, wenn der Fehler selbst auf den 10. Teil heruntergedrückt wird, da er dann schon unter die Fehlergrenze von Röhrengeräten überhaupt fällt. Aus diesem Grunde genügt es auch bei der Berechnung der komplexen Steilheit, die vorher erwähnte Vereinfachung vorzunehmen.

Man kann noch berechnen, wie ein Netzwerk vom komplexen Widerstand $\mathfrak{Z}'_a$ beschaffen sein müßte, welches im Anodenkreis der Röhre, also in Serie mit der Spannungsspule des Wattmeters liegt und dieselbe Drehung hervorruft, wie das berechnete $\mathfrak{Z}_s$.

Setzt man

$$1 + SD_1\mathfrak{Z}'_a = (1 + SD_1R_a)\,(1 + KD_2\mathfrak{Z}_s)$$

so wird

$$\mathfrak{Z}'_a = \frac{SD_1R_a + KD_2\mathfrak{Z}_s + SD_1D_2KR_a\mathfrak{Z}_s}{SD_1}$$

$$= R_a + D_2KR_a\mathfrak{Z}_s + \frac{KD_2}{SD_2} \cdot \mathfrak{Z}_s$$

$$= R_a(1 + D_2K\mathfrak{Z}_s) + \frac{R_{i_a}}{R_{i_s}} \cdot \mathfrak{Z}_s$$

Bei der Ausrechnung zeigt sich, daß man gerade bei der Kompensation über einen größeren Frequenzbereich schon dem Z_s einen Realteil von der Größenordnung 1000 Ohm geben muß, daß also selbst für verschwindendes R_a (Widerstand des Spannungspfades) Z'_a im Verhältnis R_{i_a}/R_{i_s} größer sein muß. Dann erhält man entweder wie auf S. 9 beschrieben eine Verzerrung des Kennlinienfeldes, oder man muß zu unbequem hohen Anodenspannungen übergehen.

In Abb. 8 ist ein einfaches Netzwerk im Schirmgitterkreis zur Kompensation des Phasenfehlers dargestellt.

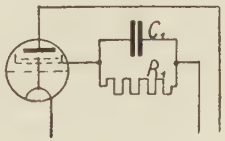


Abb. 8.

$C_1 = 0{,}09\,\mu F$
$R_1 = 1000$ Ohm
$R_{i_s} = 9000$ Ohm

$$\mathfrak{Z}_s = \frac{R_1 - j\omega R_1^2 \cdot C_1}{1 + \omega^2 R_1^2 \cdot C_1^2}$$

$$\operatorname{tg}\varphi = -\frac{X}{R_{i_s} + R} = \frac{\omega R_1^2 C_1}{R_{i_s}(1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2) + R_1}$$

In Abb. 9 sind die nach dieser Formel berechneten Werte von φ in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen.

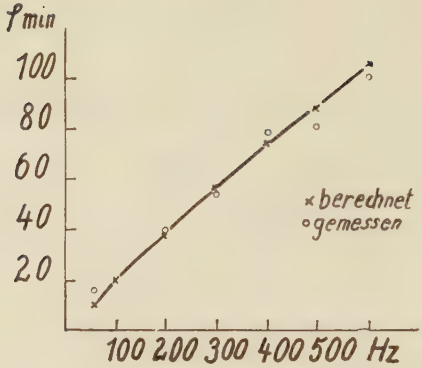


Abb. 9.

Die Kurve stellt den berechneten Frequenzgang der Phasenentzerrung mit umgekehrten Vorzeichen dar, die Kreise bezeichnen die gemessenen Werte wie in Abb. 4. Für noch höhere Frequenzen steigt die Kompensation langsamer als mit ω, erreicht ein Maximum und geht wieder gegen Null.

Damit ist also die Kompensation von 0 bis 500 Hz mit einer Genauigkeit durchgeführt, die weit die eingangs gestellten Forderungen übersteigt.

Da es bei Eisenverlustmessungen nicht notwendig, aber erwünscht ist, einen Stromwandler vor das Wattmeter schalten zu können, wurde experimentell der Phasenfehler des Verstärkers mit Meßwandler bestimmt. Die Fehlerkurve, die mit der auf S. 6 beschriebenen Methode gewonnen wurde, ist in Abb. 10 dargestellt.

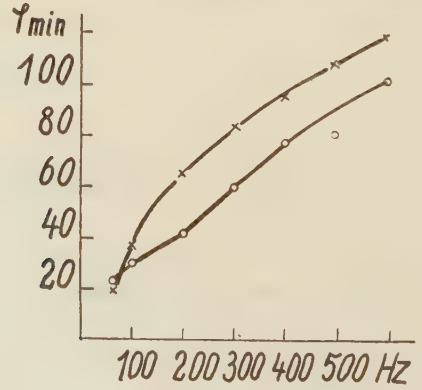


Abb. 10.

Wie ein Vergleich mit der Abb. 4 ergibt, ist der Fehler bei 50 Hz nahezu doppelt so groß geworden, d. h. der Wandler hat einen zusätzlichen Fehler von rund 10 min gebracht. Bei höheren Frequenzen dagegen fällt die Fehlerkurve mit Wandler immer mehr mit derjenigen ohne Wandler zusammen. Dieses Verhalten kann folgendermaßen begründet werden: Die Nennbürde des verwandten Stromwandlers betrug 0,2 Ohm, der komplexe Widerstand der Stromspule des Wattmeters $(0{,}07 + j\,\omega\,10^{-4})$ Ohm. Der Scheinwiderstand der Bürde ist dann bei 50 Hz 0,076 Ohm, bei 500 Hz 0,308 Ohm, also viermal so groß. Der Leerlaufstrom des Wandlers ist proportional dem verketteten Fluß, und dieser (unter Vernachlässigung der Spannungsabfälle) nach der Kappschen Gleichung proportional der EMK und damit der sekundären Spannung, und umgekehrt proportional der Frequenz.

In Abb. 11 sind die Diagramme unter Vernachlässigung der Spannungsabfälle in den Wicklungen dargestellt.

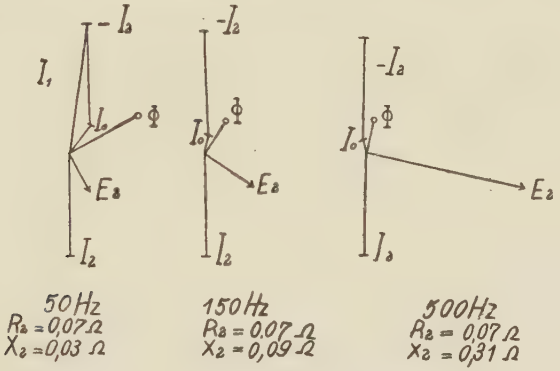


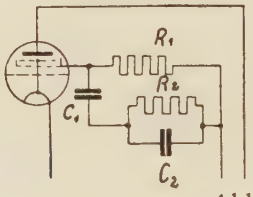
Abb. 11.

Der Leerlaufstrom ist der Deutlichkeit halber übertrieben groß gezeichnet. Aus den Abbildungen sieht man, daß schon bei der dreifachen Nennfrequenz für die oben angegebene Bürde der Sekundärstrom fast in die Richtung des Leerlaufstromes fällt, sodaß der Winkelfehler praktisch verschwindet. Bei 500 Hz ist zwar die sekundäre EMK dreimal so groß wie bei 50 Hz, aber der Leerlaufstrom fast dreimal kleiner und gegen I_2 leicht voreilend, sodaß nicht nur der Winkelfehler, sondern auch der Stromfehler praktisch verschwindet. Der Stromwandler ist also einwandfrei zur Übertragung der wichtigsten Harmonischen geeignet, wenn es gelingt, die Abweichung in der Um-

gebung von 50 Hz zu beseitigen. Da der Stromwandler nicht wesentlich unter 50 Hz brauchbar ist, genügt es, eine Kompensation zu finden, die den Phasenfehler des Verstärkers plus dem zusätzlichen Fehler des Stromwandlers zwischen 50 und 150 Hz aufhebt, die sich aber über 150 Hz genau so verhält wie die früher besprochene Schaltung.

Bei 50 Hz muß die Kapazität im Schirmgitterkreis ungefähr doppelt so groß sein wie vorher. Da nach der angegebenen Ableitung φ ungefähr proportional der Frequenz ist, würde der Verstärker bei höheren Frequenzen überkompensiert werden.

Es wurde daher in Serie mit der Kapazität ein Ohmscher Widerstand von 1000 Ohm gelegt, der bei höheren Frequenzen den Strom im Kapazitätszweig begrenzt. Um bei 50 Hz wieder auf Kompensation zu kommen, wurde die Kapazität auf 0,3 μF erhöht. Da bei dieser Schaltung die Kompensation zwischen 400 und 600 Hz unzureichend war, wurde die Schaltung nach Abb. 12 gewählt.



$R_1 = 1000$ Ohm
$R_2 = 1000$ Ohm
$C_1 = 0{,}21\ \mu F$
$C_2 = 0{,}3\ \mu F$

Abb. 12.

Der Widerstandsoperator dieses Netzwerkes berechnet sich zu:

$$\mathfrak{Z}_s = \frac{\omega C_1 R_1 R_2 - j\,[R_1 + \omega^2 R_1 R_2^2 C_2\,(C_1 + C_2)]}{\omega C_1\,(R_1 + R_2 + \omega^2 R_2^2 C_2^2 R_1) - j\,[1 + \omega^2 R_2^2 C_2\,(C_1 + C_2)]}$$

Die Auswertung dieses Ausdruckes ergibt:

$$\operatorname{tg}\varphi = -\frac{ad + bec}{fc + ab + R_{i_s}\,(g - c^2 + a^2)}$$

worin
$a = [1 + \omega^2 R_2^2 C_2\,(C_1 + C_2)]$
$b = [R_1 + \omega^2 R_1 R_2^2 C_2\,(C_1 + C_2)]$
$c = [R_1 + R_2 + \omega^2 R_2^2 R_1 C_2^2]$
$d = \omega C_1 R_1 R_2$
$e = \omega C_1$
$f = \omega^2 C_1^2 R_1 R_2$
$g = \omega^2 C_1^2$ bedeuten.

In Abbildung 10 ist der Winkel mit umgekehrtem Vorzeichen als Funktion der Frequenz neben dem gemessenen Fehler des Verstärkers aufgetragen.

Bei 50 Perioden stimmt die Kompensation genau, nach höheren Frequenzen scheint dagegen der Verstärker etwas überkompensiert zu sein. Der Verlauf der Fehlerkurve wird sehr gut wiedergegeben. Dabei ist zu berücksichtigen, daß ein kleiner Fehler in der Messung von R_{is} das Ergebnis der Berechnung stark beeinflußt. In der Tat hat sich die angegebene Kombination experimentell als am günstigsten herausgestellt.

Bei Verwendung von Wandlern hat es übrigens wenig Sinn, die Genauigkeit der Kompensation über das angegebene Maß zu steigern, weil der Winkelfehler des Stromwandlers von der Belastung abhängig ist. Durch geeignete Änderung des Netzwerks ist der Verlauf der Kompensationskurve jedem beliebigen Wandler anzupassen.

Damit ist also bewiesen, daß der Verstärker mit Glimmlampenkopplung, mit und ohne Stromwandler, in dem Bereich von 50 bis 500 Hz so weit kompensiert werden kann, daß die mit Röhrenschaltungen überhaupt erzielbare Meßgenauigkeit erreicht wird.

Wie auf S. 14 beschrieben ist, weicht die Kompensation über 500 Hz merklich von der Fehlerkurve des Verstärkers ab und ist auch nicht mit einfachen Mitteln über den ganzen Bereich herzustellen. Für Eisenmessungen mit einer Grundfrequenz um 500 Hz herum ist an sich eine sinusförmige Magnetisierung auch bei sehr kleinen Ringproben mit ziemlicher Genauigkeit zu verwirklichen. Trotzdem wird man nach einem Verfahren suchen, um wenigsten noch die 3. Harmonische zu berücksichtigen (über 2000 Hz sind die elektrodynamischen Wattmeter nicht mehr gut zu gebrauchen).

In diesem Bereich kann aber auf die Kopplung durch die Glimmlampe überhaupt verzichtet werden. Führt man nämlich unter Beibe-

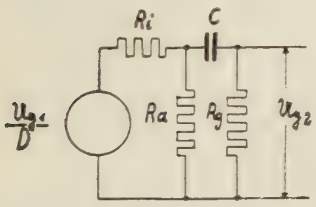


Abb. 13.

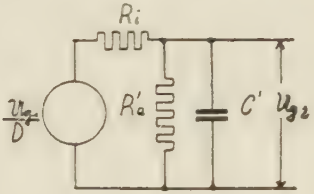


Abb. 14.

haltung der Anoden- und Gitterwiderstände an Stelle der Glimmlampe eine Kapazität ein, dann ist das Ersatzschema des Verstärkers unter Vernachlässigung der Röhren- und Schaltkapazitäten nach Abbild. 14 gegeben.

$$\text{Danach ist } \mathfrak{U}_g = \frac{\mathfrak{U}_{g_s}}{D} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a} \cdot \frac{R_g}{R_g - \frac{j}{\omega C}}$$

$$\mathfrak{Z}_a = \frac{R_a (1 + j\omega C R_g)}{j\omega C R_a + (1 + j\omega C R_g)}$$

Die Vernachlässigung von Gliedern höherer Ordnung ergibt die vereinfachte Formel:

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{R_i + R_a}{\omega C (R_a R_i + R_g R_i + R_a R_g)}$$

Der durch die Kopplungskapazität verursachte Fehlwinkel ist also der Kapazität und der Frequenz umgekehrt proportional. C kann aus Gründen der guten Isolation bei dem gegebenen Wert von R_g = 0,5 Megohm nicht gut größer als 1 μF gemacht werden. Für diesen Wert von C und R_a = 0,1 Megohm, R_i = 50 Kiloohm ergibt sich:

Tabelle 1.

ω	$\varphi_{k(min)}$
1 500	+ 2,7
3 000	+ 1,4
6 000	+ 0,7
12 000	+ 0,3
18 000	+ 0,2

Schon bei 250 Hz ist der durch die Kopplungskapazität verursachte Fehler zu vernachlässigen. Dagegen nimmt der Fehler durch die Röhren- und Schaltkapazitäten, die in dem Verstärker für den unteren Bereich vernachlässigt werden konnten, zwischen 500 und 3000 Hz beträchtliche Werte an, wie aus folgender Berechnung hervorgeht:

Wenn $C = \infty$ gesetzt wird, kann für höhere Frequenzen das Ersatzbild des Verstärkers nach Abb. 5

angesetzt werden, wo $R'_a = R_{a_1} R_{g_1} / (R_{a_1} + R_{g_1})$ und
$C' = C_{a_1} + C_{g_2}$ darstellen.

Diesmal hat der Winkel das umgekehrte Vorzeichen:

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{\omega R'_a R_i C'}{R'_a + R_i}$$

Tabelle 2.

ω	φ	$\varphi + \varphi_k$	φ_{komp}
1 500	— 5	— 2	+ 5 min
3 000	—10	— 8	+10
6 000	—20	—19	+20
12 000	—39	—39	+41
18 000	—58	—58	+60

Da der durch die Kopplungskapazität verursachte Fehler φ_k klein ist, kann man in erster Annäherung in und den durch die Röhrenkapazitäten hervorgerufenen Fehler φ addieren ($\varphi + \varphi_k$).

Dieser resultierende Fehler ist nun leicht durch ein Netzwerk im Schirmgitterkreis nach Abb. 8, bestehend aus einer Parallelschaltung eines Ohmschen Widerstandes von 1000 Ohm und einer Kapazität von 0,01 μF, auszugleichen. Nach der Formel auf S. 13 ergeben sich für diese Kompensationsschaltung die Winkel, die in der letzten Spalte der Tabelle 2 angegeben sind. Die Kompensation ist außerordentlich gut.

Danach ist also auch in dem Bereich von 250 bis 3000 Hz mit einfachsten Mitteln ein praktisch phasenreiner Verstärker zu bauen. Daß nicht der ganze Bereich, in dem eisenlose Wattmeter brauchbar sind, ohne Umschaltung erfaßt werden kann, ist bei Eisenmessungen kein Nachteil, denn die beiden Bereiche werden nie gleichzeitig gebraucht.

4) Einfluß der Kurvenform, Aussteuerung und Kennlinienkrümmung.

Aus der Kennlinie $I_{a_2} = f(U_{g_1})$ in Abb. 3 wurde entnommen, daß der Aussteuerungsbereich des Verstärkers 0,4 V beträgt, was bei sinusförmiger Spannung einem Effektivwert von 0,14 V entspricht.

Da kleine Verzerrungen der Kennlinie schlecht bei der punktweisen Aufnahme erkannt werden können, wurde der Aussteuerungsbereich des Verstärkers mit Wechselspannung ermittelt. Die Eingangsspannung wurde an einem induktionsfreien Präzisionswiderstand abgegriffen, der in Reihe mit der Primärspule des Stromwandlers lag. Die Ausgangsleistung N_2 wurde am Wattmeter abgelesen, die Eingangsleistung N_1 aus dem Strom und dem Abgriff des Präzisionswiderstandes berechnet. Die Änderung des Quotienten N_2/N_1 ist ein Maß für die nichtlineare Verzerrung des Verstärkers.

Um eine Übersteuerung noch vor Erreichen des Endausschlages des Wattmeters zu erhalten, mußte der Strom gleich 0,5 A gemacht werden. Zwar ist bei diesem kleinen Strom der Fehler des Wandlers wesentlich größer als bei dem Nennstrom von 5 A, doch würde wegen der reinen Wirklast selbst bei einem Phasenfehler von 1° das Ergebnis nur um 1,7% gefälscht, aber auch für alle Punkte der aufgenommenen Kurve gleichmäßig.

In Tabelle 3 sind die zusammengehörigen Werte von U_1, N_1 und N_2 und N_1/N_2 aufgetragen. Aus dieser Zusammenstellung ergibt sich, daß die Aussteuerungsgrenze bei rund 0,14 V Scheitelspannung (0,1 V effektiv) liegt.

Tabelle 3.

$U_{1\,\mathrm{eff}}$	N_1	N_2	N_1/N_2
0,020 V	0,010 W	1,17 W	117
0,025	0,0125	1,45	116
0,030	0,015	1,75	116,5
0,040	0,020	2,25	112,5
0,070	0,035	3,95	113
0,140	0,070	7,25	103,5
0,280	0,140	13,35	95

Zum Vergleich wurde dieselbe Abhängigkeit mit einer stark verzerrten Kurve, wie sie bei gesättigtem Eisen auftritt, gemessen. In Reihe mit der Stromspule des Wattmeters wurde nach Abb. 1 die Primärspule eines ringförmigen Eisenjoches geschaltet, welches bei einem Strom von 3 A auf ungefähr 13 000 Gauss gesättigt war. Die induzierte Spannung wurde nacheinander an 1 bis 12 Sekundärwindungen abgenommen. Gleichzeitig wurde der Scheitelwert der Spannung mit einer später zu beschreibenden Anordnung bestimmt. In Tabelle 4 auf S. 21 sind die zusammengehörigen Werte der Windungszahl w, der Scheitelspannung U_s und der abgelesenen Leistung N_2 aufgetragen. Bei 5 Windungen beginnt eine merkliche

Abweichung von der Proportionalität, und zwar dann, wenn der Scheitelwert der Eingangsspannung die vorher angegebene Grenze überschreitet. Man erkennt daraus, daß besonders bei unbekannter Kurvenform ein Voltmeter für Scheitelspannung bei genauen Messungen erforderlich ist.

Tabelle 4.

w	U_s	N_2
1	—	12,5 W
2	0,05 V	24
3	—	36
4	0,14	48
5	—	57,5
6	—	66,5
7	—	74
8	0,30	81
9	—	87,5
10	0,42	93
11	—	98
12	—	103

Die Kennlinie $I_{g_2} = f(U_{g_1})$ weist zwei entgegengesetzte Krümmungen auf. Die untere Krümmung kommt von dem unteren Bereich der Penthodenkennlinie und entspricht einer Parabel mit dem Exponenten 1,5 bis 2. Der obere Knick kommt dadurch zustande, daß bei einer Steuergitterspannung der Penthode in der Nähe von 0 Volt die Belastung durch den Gitterstrom ein Zusammenbrechen der Gitterspannung bewirkt. Durch diese obere Krümmung wird die Kennlinie in einem gewissen Bereich praktisch geradlinig. Wäre die Kennlinie im ganzen Aussteuerbereich durch eine quadratische Parabel anzunähern, dann würden bei einwelliger Gitterwechselspannung die geradzahligen Harmonischen des Anodenstroms stark überwiegen. Da bei Eisenmessungen der Magnetisierungsstrom nur ungerade Harmonische enthält, tragen die zusätzlich erzeugten geraden Harmonischen des Anodenstromes nichts zu dem Drehmoment des Wattmeters bei. Nach Kammerloher [5]) kann der gesamte Klirrfaktor einer Penthode unter Einrechnung der geraden Harmonischen aus der Kennlinie und dem Arbeitspunkt abgeschätzt werden. Er liegt wegen der sehr kleinen Aussteuerung der Penthode im vorliegenden Fall unter 3%. Bei dem Arbeiten im Wendepunkt der gemessenen Anodenstromkennlinie treten die geraden Harmonischen zurück, dafür machen sich die un-

geraden stärker bemerkbar. Auch in diesem Fall bleibt für den angegebenen Aussteuerungsbereich der Klirrfaktor unter 3%.

Da der Verstärker auch für die höheren Harmonischen kompensiert ist, treten keine ins Gewicht fallenden Fehler durch die Oberwellen auf, die von der Röhre selbst erzeugt werden. Da aber der Klirrfaktor mit höherer Aussteuerung sehr rasch ansteigt, ist auch aus diesem Grunde eine Überwachung der Scheitelwerte der Gitterwechselspannung empfehlenswert.

5) Die Anwendung des Verstärkers zur Messung der Magnetisierungsverluste kleiner Eisenproben.

Hilfsgerät: a) Zusatzgeräte zur Flußmessung;
b) Methode zur homogenen Magnetisierung.

a) Zusatzgeräte zur Flußmessung.

Da mit der beschriebenen Anordnung eine Leistung von 10 mW auf 2% genau abgelesen werden kann, und die Ummagnetisierungsverluste selbst hochwertiger Eisenlegierungen über 1 Watt/kg liegen, können offenbar Proben mit einem Gewicht von nur 10 g (!) noch einwandfrei gemessen werden.

Alle bei genauen Eisenverlustmessungen größerer Mengen erforderlichen Vorsichtsmaßregeln betr. Größe und Homogenität der Sättigung gelten in erhöhtem Umfang auch hier. Der Scheitelwert der Eiseninduktion hängt mit dem arithmetischen Mittelwert der induzierten Spannung durch die Beziehung

$$B_{max} = \frac{1}{4 \cdot f \cdot w \cdot q} U_{mi} \cdot 10^8 \text{ Gauss}$$

zusammen, wo f die Frequenz, w die sekundäre Windungszahl, q den Eisenquerschnitt in cm^2 und U_{mi} den arithmetischen Mittelwert der Spannung in Volt bedeutet. Dieser wird unstreitig am genauesten mit einem Drehspulinstrument in Verbindung mit Schwingkontakt-Gleichrichtern [2]) gemessen, da diese eine ideale Gleichrichterkennlinie aufweisen. Bei Röhrenschaltungen stört im allgemeinen die Krümmung der Kennlinie und das Anlaufpotential der Röhre. Nur bei sehr großen Ohmschen Vorschaltwiderständen, d. h. bei der Messung

von Spannungen in der Größenordnung einiger zehn Volt, können die Fehler hinreichend klein gehalten werden. Durch die Entwicklung der Sperrschicht-Gleichrichter für Meßzwecke, bei denen der stark gekrümmte Teil der Kennlinie nur Bruchteile von Volt umfaßt, bleibt der Fehler schon bei Spannungen in der Größenordnung einiger Volt unter 3%. Auch diese Instrumente sind also trotz ihrem niedrigen Eigenverbrauch nicht zur unmittelbaren Spannungsmessung an kleinen Proben geeignet. Sie müssen in Verbindung mit einem Verstärker gebraucht werden, und es lag der Gedanke nahe, den Verstärker für das Wattmeter für diesen Zweck mitzubenutzen. Eine störungsfreie Ankopplung, die im Bereich aller vorkommenden Oberschwingungen frequenzunabhängig sein muß, wurde nach Abb. 15 bewirkt.

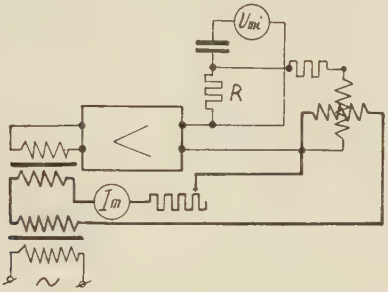


Abb. 15.

In den Anodenkreis der Penthode wurde in Reihe mit dem Spannungspfad des Wattmeters ein induktionsfreier Widerstand R von 200 Ohm gelegt. Der Spannungsabfall an ihm, der der Eingangsspannung proportional ist, wird über einen Kondensator (zum Abhalten der Gleichspannung) mit dem Gleichrichter-Instrument gemessen. Als Anzeigeinstrument wurde eine Ausführung von Gossen („Mavometer Gigant") mit einem Meßbereich von 2,5 Volt und einem Widerstand von 4000 Ohm/Volt gewählt. Für den Kondensator gilt, daß sein Scheinwiderstand bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz gegen den Widerstand des Instrumentes vernachlässigbar sein muß. Dieser beträgt 10 000 Ohm, sodaß ein Kondensator von 12 μF, dessen Scheinwiderstand bei 50 Hz 250 Ohm ist, die Bedingung erfüllt. Wesentlich größer kann der Kondensator aus dem Grunde nicht gemacht werden, weil dann der über den Isolationsfehler fließende Gleichstrom von dem empfindlichen Drehspulinstrument angezeigt würde.

Es könnte der Einwand gemacht werden, daß die Angaben des Instrumentes im unteren, nicht proportionalen Teil der Skala unzu-

verlässig sind. Diesem kann man dadurch begegnen, daß durch Änderung des Widerstandes R, an dem die Spannung für das Instrument abgegriffen wird, in gewissen Grenzen stets der größte Teil der Skala ausgenutzt werden kann. Z. B. kann der Widerstand in der beschriebenen Anordnung bis auf 600 Ohm gesteigert werden, da sich dann erst wegen des hohen Innenwiderstandes der Penthode von 60 000 Ohm der Anodenwechselstrom und damit der Verstärkungsfaktor um 1% ändert! Außerdem ist zu bedenken, daß bei spitzen Spannungskurven, wie sie bei Eisenuntersuchungen häufig sind, auch bei kleinem arithmetischem Mittelwert Scheitelwerte vorkommen, die weit über den gekrümmten Teil der Kennlinie hinausragen. Trotzdem wurde zur Sicherheit experimentell nachgeprüft, ob das Ventilinstrument in der gezeichneten Schaltung die besprochenen Voraussetzungen erfüllt. Dazu wurde die Anordnung nach Abb. 16 benutzt.

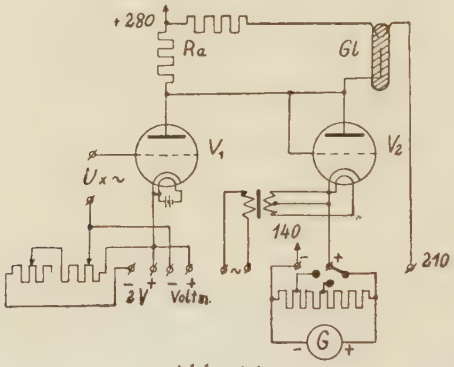


Abb. 16.

Das Gerät *) besteht aus einer Verstärkerstufe mit unmittelbar angeschlossener Gleichrichterstrecke. Die Röhre V_1, REN 914, ist eine Eingitterröhre mit 1% Durchgriff und einem inneren Widerstand von 40 kΩ. Der Anodenwiderstand R_a ist 0,18 MΩ, die Verstärkung rund 80. Die Anodenspannung von 280 V wird einem Netzanschlußgerät mit Glimmlichtstabilisator entnommen. Der Anodenwiderstand ist so gewählt, daß bei einer Gittervorspannung von ungefähr 1 V die Spannung zwischen Anode und Kathode 140 V beträgt. Auf demselben Potential (Abgriff am Stabilisator) liegt über ein mit geeigneten Nebenschlüssen versehenes Drehspulgalvanometer G die Emissionskathode der Röhre V_2, deren Gitter und Anode mit der Anode

*) von Dr. O. Schäfer (unveröffentlicht).

der ersten Röhre verbunden sind. Die Gittervorspannung der ersten Röhre wird über den Spannungsteiler R_1 einem 2 Volt-Akkumulator entnommen und so eingestellt, daß der Strom im Drehspulinstrument gerade Null wird. Bei einer positiven Halbwelle der Gitterwechselspannung U_x wird der Spannungsabfall am Anodenwiderstand größer, und die Anodenspannung kleiner als 140 V. Bei der positiven Halbwelle fließt also kein Strom durch das Drehspulinstrument. Bei der negativen Halbwelle von U_x wird die Anodenspannung größer, sodaß jetzt ein Strom durch die zweite Röhre fließt. Da deren differentieller Widerstand (REN 904) einige 100 Ohm beträgt und somit sehr klein gegen R_i und R_a der ersten Röhre ist, ist der Strom im Drehspulinstrument der Anoden-EMK und damit der Gitterspannung proportional. Dadurch kommt der überaus scharfe Knick der Gleichrichterkennlinie zustande, der nur 1% des geradlinigen Teiles umfaßt. Während die zweite Röhre mit Wechselstrom geheizt werden kann, ist dies bei der ersten nicht möglich, denn die Netzschwankungen bewirken ständige Verlagerungen des Arbeitspunktes. Aus diesem Grunde muß die Heizung und Gittervorspannung der ersten Röhre aus Batterien entnommen werden. Das Gerät wurde mit Gleich- und sinusförmiger Wechselspannung geeicht, und hat eine Genauigkeit von 3%.

Mit diesem Gerät, welches zum Eingang des Glimmlampenverstärkers parallel gehängt werden kann, wurde das Ventilinstrument von Gossen verglichen. Bei den verschiedensten Kurvenformen lag die Abweichung innerhalb der Meßgenauigkeit.

Das Mittelwerts-Meßgerät hat noch einen Zusatz, bestehend aus einer Glimmröhre Gl, deren stabförmige Kathode mit den Anoden der Röhren verbunden ist. Die Anode der Glimmröhre liegt an einer Spannung von 210 V. Da die Röhre bei 90 V zündet, reicht die Spannung im Ruhepunkt und bei negativen Halbwellen der Gitterspannung, während die Gleichrichtung stattfindet, zur Zündung nicht aus. Auf die Güte der Gleichrichtung hat also die Glimmlampe keinen Einfluß. Bei positiven Halbwellen dagegen, wenn keine Gleichrichtung stattfindet, spricht die Glimmröhre an, sobald die Anodenspannung der ersten Röhre unter 120 V sinkt. Die Länge des Glimmlichtes auf der Kathode ist ein Maß für den Scheitelwert der Gitterwechselspannung. Auf diese Weise kann man also nach vorheriger Eichung die Aussteuerung des Verstärkers laufend überwachen. Im übrigen ist das Gerät infolge des sehr scharfen Knickes der Gleichrichterkennlinie auch in der üblichen Weise für Scheitelwertmessungen brauchbar.

Damit die Glimmröhre auch bei höheren Frequenzen einwandfrei zündet, kann man auf dem Ende der Kathode durch eine Hilfsanode, die über einen Widerstand von 2 MΩ an 280 V liegt, eine Vorionisation unterhalten. Die Gleichrichtung wird davon nicht beeinflußt.

Wenn man nur ein Ventilinstrument benutzt, kann man die Röhre V_2 weglassen. Die Röhre V_1, die dann mit Wechselstrom geheizt werden kann, ist in Verbindung mit der Glimmröhre ein einfacher Übersteuerungs-Anzeiger.

b) Methode zur homogenen Magnetisierung.

Es ist bei der Verlustmessung kleiner Proben nicht möglich, wie bei der Epstein-Methode[6]) das Eisenjoch aus geradlinigen Stücken zusammenzusetzen, sondern man muß Ringe verwenden, um die Grundlage für eine wirklich homogene Magnetisierung zu haben. Eine zweite Voraussetzung ist, daß auf die Ringe nicht zu wenige und vor allem ganz gleich verteilte Magnetisierungswindungen aufgelegt werden. Wenn der Strom-Meßbereich des Wattmeters gut ausgenutzt wird, kommt man oft zu einer sehr kleinen primären Windungszahl, sodaß die Gefahr einer inhomogenen Sättigung naheliegt. Aus verschiedenen Mißerfolgen, die in dem Kapitel über thermische Behandlung des Eisens beschrieben sind, ergab sich als einfachste Lösung die folgende:

Die Primärwicklung wird nach Art eines Loch-Stromwandlers durch einen Kupferstab ersetzt, der eine absolut homogene Sättigung hervorbringt, wenn er in der Achse der Eisenringe angebracht wird. Vorversuche ergaben, daß eine geringe Unsymmetrie keine schädlichen Folgen hat, denn selbst bei großer Sättigung lag die größte Abweichung von B_{max} und N, wenn der Kupferstab einseitig am Eisen anlag, unter ½%. Während bei dem ursprünglichen Verfahren die Anzahl der Primärwindungen durch einen Vorversuch oder Berechnung so ausgewählt werden mußte, daß der Strom-Meßbereich des Wattmeters möglichst gut ausgenutzt wurde, wird jetzt der Strompfad des Wattmeters durch einen Stromwandler mit verschiedenen Anzapfungen angepaßt. In Abb. 17 ist die Schaltung dargestellt.

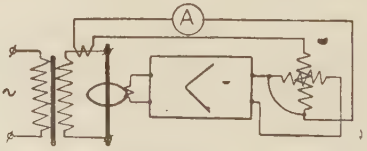


Abb. 17.

Der Magnetisierungsstrom wurde einem Transformator 125/4 V entnommen, der über einen kleinen Widerstand zur Feinregulierung aus einem Stufentransformator gespeist wurde. Der Meßwandler hatte die Bereiche 15/50/150/500/600 auf 5 A.

Das Verfahren bringt bei größeren Meßreihen eine erhebliche Zeitersparnis und Vorteile technischer Art, hat aber die bei sehr genauen Messungen zu berücksichtigende Eigenschaft, daß keine sinusförmige Magnetisierung mehr zu erzielen ist. Es ist bei kleinen Eisenmengen bekanntlich überhaupt schwierig, bei technischem Wechselstrom den Ohmschen Widerstand der Magnetisierungswicklung klein gegen den induktiven Widerstand zu machen. Das ist nur möglich durch Anwendung einer außerordentlich dicken Magnetisierungswicklung von nicht zu kleiner Windungszahl, die aus einem Transformator oder besser Generator hoher Leistung gespeist wird. Man kommt dabei zu Primärwicklungen, die erstens unhandlich aufzubringen sind und zweitens für normale Sättigung so geringe Ströme brauchen, daß ohne Aufwärts-Wandler das Wattmeter schlecht ausgenutzt wird.

Aus diesem Grunde wird man sich besonders bei Vergleichsmessungen gerne entschließen, von der rein sinusförmigen Magnetisierung abzugehen. Thal[4]) hat gezeigt, daß zum mindesten für niedere Frequenzen der Unterschied im Gesamtverlust zwischen den Extremfällen: Magnetisierung mit sinusförmiger Spannung und Magnetisierung mit sinusförmigem Strom selbst bei hohen Sättigungen für die meisten Zwecke vernachlässigt werden kann. Es ist also durchaus angängig, mit mittleren Verhältnissen zu arbeiten, zumal das Wattmeter und der zugehörige Verstärker so eingerichtet sind, daß auch bei hohem Oberwellengehalt der Spannung keine zusätzlichen Fehler entstehen.

Um die Größe des Fehlers festzustellen, den die neue Magnetisierungsmethode verursacht, wurde zunächst wie beschrieben mit Stab und Stromwandler (Übersetzung 30 : 1) auf eine bestimmte Sättigung magnetisiert, und der Magnetisierungsstrom und die Leistung abgelesen. Die aus zwei Messungen gemittelten Werte waren:

$$I_m = 1{,}41 \text{ A} \quad \text{und} \quad N = 18{,}0 \text{ S. T.}$$

Dann wurden auf dasselbe Joch 30 Magnetisierungswin-

dungen aufgewickelt, und dieselbe Sättigung ohne Stromwandler eingestellt. Diesmal waren die Werte:

$$I_m = 1{,}45 \text{ A} \quad \text{und} \quad N = 17{,}4 \text{ S. T.}$$

Die Abweichung beträgt 3%. Sie ist selbst bei Vergleichsmessungen zwischen den beiden Methoden zu vernachlässigen, da die Abweichungen unter den Proben derselben Stanzreihe ebenso groß oder größer sind.

6) Beispiele für die Anwendung des Wattmeterverstärkers bei Serienmessungen und bei der Temperaturbehandlung von Eisenproben. Bestimmung der erzielbaren Genauigkeit.

Um die technische Brauchbarkeit der Anordnung zu prüfen, wurde die Verlustziffer verschiedener technischer Eisensorten und ihre Abhängigkeit von der Temperaturbehandlung gemessen. Zu diesem Zweck wurde ein elektrischer Glühofen gebaut, der eine möglichst homogene Erhitzung bis zum magnetischen Umwandlungspunkt und eine ebenso gleichmäßige Abkühlung über größere Zeiträume zuließ. Wie aus den Untersuchungen von Gumlich bekannt ist[6]), hat bei Glühung von Eisenlegierungen in Luft der Sauerstoffanteil neben dem Volumenverlust durch Verzunderung die Wirkung, daß die größte magnetische Weichheit nicht erreicht wird. Aus diesem Grunde ist es am zweckmäßigsten, in einem Vakuum von etwa 1 mm Quecksilbersäule zu glühen. Man kann fast dieselben Ergebnisse erhalten, wenn man in reinem Stickstoff arbeitet. Da kein Vakuumofen zur Verfügung stand, wurde der Glühofen so weit wie möglich abgedichtet, und langsam reiner Stickstoff hindurchgeleitet. Der Glühofen bestand nach Abb. 18 aus einem feuerverzinkten Eisentopf von 28 cm Durchmesser, der auf drei Porzellanfüßen a steht. In seinem Innern ist auf einem Isolierfuß b der Glühtiegel c aus feuerfestem Ton aufgestellt, dessen Wände und Boden mit 1 cm Asbest bedeckt sind. Der Tontiegel ist mit reinem Quarzsand m gefüllt, in den zwei Heizringe d, die zur Herstellung von Muffelöfen verwandt werden, und die bewickelte Eisenprobe e eingebettet sind. Der Stickstoff wird durch die Eisendüse f, die am unteren Ende einer Kupferrohrschlange hart angelötet ist, am Boden des Tiegels zugeführt. Er tritt in der Mitte des Eisentopfes durch einen Rohrstutzen mit Schlauchansatz in eine mit Transformatorenöl gefüllte Waschflasche, an der man die Menge

des hindurchgeleiteten Stickstoffes abschätzen kann. Der Überdruck, unter dem der Stickstoff austrat, betrug einige cm Wassersäule. Dicht neben der Eisenprobe ist ein Pt/PtRh-Thermoelement g eingesteckt,

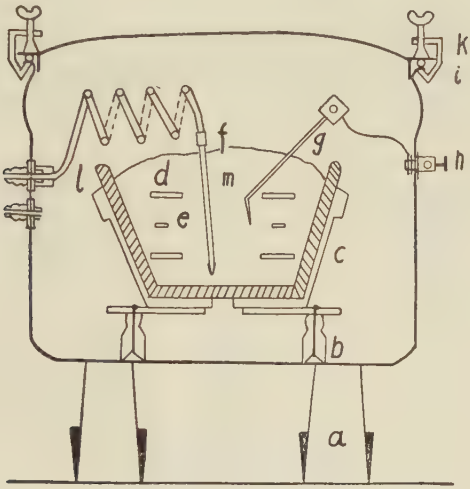


Abb. 18.

das mit steifen Kupferdrähten an den isoliert eingesetzten Klemmen h aufgehängt ist. In gleicher Weise sind noch drei nicht eingezeichnete Klemmenpaare für den Anschluß der Magnetisierungs-, Spannungs- und Heizwicklung vorgesehen, die mit Glimmer gegen das Gehäuse isoliert sind. Der Deckel ist mit Asbestschnur i abgedichtet und mit 6 Klammern k angepreßt. Vor der ersten Glühung wurde mit mehreren Eisen-Konstantan-Thermoelementen, die an verschiedenen Stellen in der Umgebung der Eisenprobe eingesteckt waren, geprüft, ob alle Teile der Probe gleichmäßig erhitzt wurden. Da dies zutraf, wurde in der Folge nur mit einem temperaturbeständigen Thermoelement gemessen.

Bei den ersten Versuchen wurde wie früher beschrieben ein Joch verwandt, auf welches eine Magnetisierungs- und eine Spannungswicklung aus asbestisoliertem Chromnickeldraht aufgebracht war. Die Eisenringe waren gegeneinander mit einschlußfreien dünnen Glimmerringen isoliert. Bei Glühung in Luft bis 700° C traten keine Störungen auf, dagegen gab es bei Glühung in Stickstoff zweimal bei zwei verschiedenen Versuchen einen Kurzschluß zwischen der Primär- und Sekundärwicklung und zwar jedesmal bei 400° C, wo anscheinend das

Bindemittel der Asbestisolation bei Anwesenheit von Stickstoff zerfällt. Diese Störungen gaben den Anstoß zu der auf S. 26 ff. beschriebenen Methode. Dafür wurde der Ofen nach Abb. 19 abgeändert.

In der Mitte des Topfbodens wurde ein 10 mm dicker Kupferstab verschraubt und verlötet. Am Deckel wird nach dem Einlegen der Probe mit breiten Unterlagscheiben aus Eisen und Glimmer abgedichtet. Der Stab ist durch eine Öffnung am Boden des Tiegels hin-

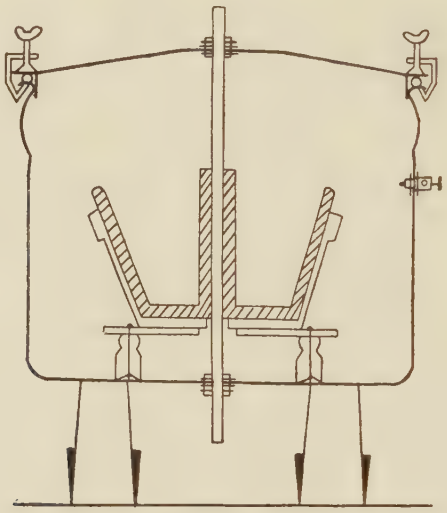


Abb. 19.

durchgeführt, der wie vorher auf einem Isolierfuß aufgestellt ist. Wenn ohne besondere Vorsichtsmaßregeln der Quarzsand eingefüllt wurde, ergab sich der Nachteil, daß durch die starke Wärmeableitung des Kupferstabes ein Wärmegefälle auftrat. Dadurch wurde, wie aus dem Gang des Wattmeters zu erkennen war, der Curiepunkt der einzelnen Teile der Probe zu verschiedenen Zeiten erreicht. Außerdem wurden durchweg zu tiefe Temperaturen gemessen, doch haben diese Unregelmäßigkeiten auf die erzielbare Vergütung keinen Einfluß. Trotzdem wurde bei den folgenden Versuchen der Kupferstab mit einer Asbestschicht von etwa 1 cm Dicke umgeben, worauf der beschriebene Fehler beseitigt war.

Bei der Verwendung der Methode muß allerdings berücksichtigt werden, daß sie in der angegebenen primitiven Form für analytische

Untersuchungen nicht ganz korrekt ist. Denn die Eisenringe wurden zwar in einer von Sauerstoff freien Atmosphäre geglüht, aber in Anwesenheit von Glimmer, Quarz und Asbest, von denen Bestandteile bei hohen Temperaturen in geringer Menge mit dem Eisen Verbindungen eingehen können. Immerhin haben Vergleiche der erzielten Ergebnisse mit denen von anderen Autoren unter reinen Versuchsbedingungen erhaltenen Werten nur geringe Abweichungen ergeben. Damit ist erwiesen, daß für orientierende Versuche mit neuen Legierungen eine Glühung in Quarzsand zulässig ist.

Als Beispiel sei die thermische Vergütung von Armco-Eisen beschrieben. Das Eisen war in Ringe von folgenden Ausmaßen gestanzt:

Äußerer Durchmesser	58 mm
Innerer Durchmesser	44 mm
Dicke	0,20 mm
Anzahl der Ringe	30
Gesamtquerschnitt	0,42 cm²
Gewicht der Probe	51 g

Das Eisen wurde bei 10 000 Gauss untersucht und zunächst in Luft geglüht und langsam abgekühlt. Die Abhängigkeit der Verluste von der Temperatur ist in Abb. 20 dargestellt. Die Verbesserung nach einmaligem Glühen in Luft beträgt 30%.

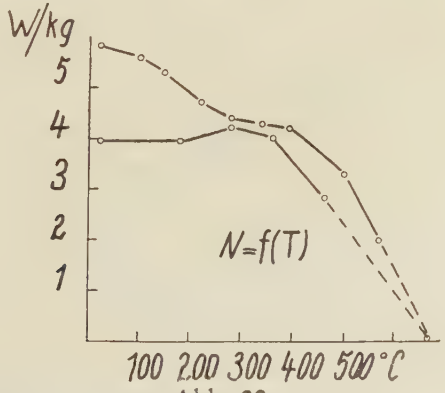


Abb. 20.

Zum Vergleich wurde eine neue, genau gleiche Probe in reinem Stickstoff geglüht. Zwar zerfiel bei etwa 400° C die Asbestisolation, doch wurde bis 700° weiter erhitzt und langsam abgekühlt. Die Ge-

schwindigkeit beim Erhitzen und Abkühlen betrug rund 100° pro Stunde. Nach erfolgter Abkühlung wurde eine neue Wicklung aufgebracht und eine Verbesserung von 5,5 auf 2,7 W/kg, also um 50 %, festgestellt. Bei einer zweiten Glühung in demselben Intervall unter den gleichen Versuchsbedingungen wurden zum Schluß 2,6 W/kg gemessen.

Zum weiteren Vergleich wurde eine dritte Probe von denselben Ausmaßen derselben thermischen Behandlung unterworfen, nur mit dem Unterschied, daß jetzt die Magnetisierung nach der Stabmethode vorgenommen wurde. Nunmehr konnte der ganze Verlauf der Kurve nach Abb. 21 ohne Störung ermittelt werden. Die Kurven brechen bei einer bestimmten Temperatur wegen Übersteuerung des Verstärkers ab, doch wurde bis zum magnetischen Umwandlungspunkt, dessen Eintritt am Wattmeter genau zu erkennen ist, erhitzt. Diese Probe hatte zu Beginn etwas höhere Verluste als die beiden andern, nämlich 6,3 W/kg. Nach dem ersten Glühen wurden 3,5 W/kg, nach dem zweiten 3,4 W/kg und nach dem dritten Glühen wieder 3,8 W/kg für $B_{max} = 10\,000$ Gauss gemessen.

Das von der Fabrik gelieferte Eisen war, wie ausdrücklich bemerkt, noch nicht geglüht, sondern kalt gewalzt. Aus Abb. 21 geht

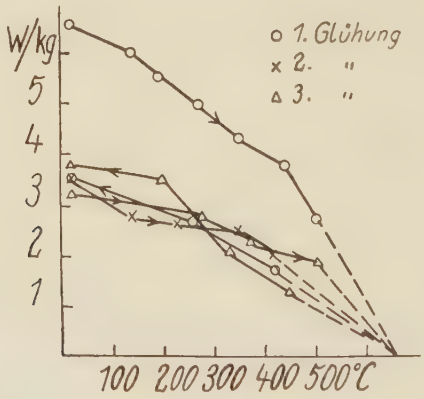


Abb. 21.

hervor, daß die durch das Walzen und Stanzen entstandenen Spannungen auch bei Luftglühung weitgehend beseitigt werden, daß aber die höchste magnetische Weichheit nur bei Abwesenheit von Sauerstoff erzielt werden kann. Mehr als zwei Glühungen bringen keine weitere Verbesserung hervor. Die optimalen Werte

$$V_{10} = 2{,}50\ \text{W/kg} \text{ und}$$
$$V_{10} = 3{,}50\ \text{W/kg}$$

stimmen gut mit den Ergebnissen überein, die nach Angaben der Lieferfirma von zwei unabhängigen Beobachtern an 0,5 mm starkem, blank geglühtem Armco-Eisen gewonnen wurden:

$$V_{10} = 3{,}06\ \text{W/kg}$$
$$V_{10} = 4{,}12\ \text{W/kg}.$$

Um zu erkennen, wie weit man bei der Anwendung der beschriebenen Methode mit der Menge des Prüfmaterials heruntergehen kann, wurden aus 150 Ringen Carbonyleisen 10 Ringe wahllos herausgegriffen, und bei jedem einzelnen der mittlere Querschnitt durch Messung an 10 bis 15 Stellen bestimmt. Dann wurde bei den Ringen der Reihe nach der Verlust bei 10 000 und 13 500 Gauss gemessen. Die Art der Magnetisierung lag zwischen sinusförmiger Spannung und sinusförmigem Strom. In der Tabelle 5 sind für die einzelnen Ringe Querschnitt, Gewicht und die Verlustziffern V_{10} und $V_{13,5}$ zusammengestellt.

Nr.	Gewicht g	Querschnitt cm²	V_{10} W/kg	$V_{13;5}$ W/kg	F_{10} %	$F_{13;5}$ %
1	2,362	0,0177	4,08	7,80	+3,4	0
2	2,294	0,0158	3,94	7,80	0	0
3	2,345	0,0165	3,95	7,90	0	+1,3
4	2,372	0,0165	4,00	7,77	+1,4	—0,4
5	2,665	0,0175	3,98	7,72	+1,4	—0,9
6	2,338	0,0165	3,87	7,70	—2,0	—1,3
7	2,292	0,0165	3,88	7,65	—1,7	—2,0
8	2,263	0,0165	3,87	7,75	—2,0	—0,7
9	2,280	0,0160	3,94	7,70	0	—1,3
10	2,267	0,0160	3,94	7,90	0	+1,3
Mittel			$3{,}94_5$	$7{,}80_0$		

In den beiden letzten Spalten sind unter F_{10} und $F_{13;5}$ die prozentualen Abweichungen von dem arithmetischen Mittel der einzelnen Verluste aufgetragen. Sie schwanken in einem Bereich von ± 2%.

Zur Kontrolle wurden alle Ringe zusammen mit dem zehnten Teil der vorher erforderlichen Sekundärwindungen gemessen. Dabei wurde für 10 000 Gauss 3,995 W/kg und für 13 500 Gauss 7,88 W/kg ermittelt. Diese Werte unterscheiden sich vom Mittel-

wert der Einzelverluste um 1,2 bzw. 1%, liegen also ebenfalls innerhalb der Genauigkeitsgrenzen der einzelnen Ringe.

Wenn man sich die Längenmaße der einzelnen Ringe (äußerer Radius 35 mm, innerer Radius 25 mm und Dicke 0,175 mm) und besonders das Gewicht von rund 2,5 g vor Augen hält, so erkennt man sofort, daß die neue Methode mit dem tausendsten Teil der Stoffmenge auskommt, die bei der Epsteinmethode erforderlich ist.

Neben der großen Materialersparnis und dem geringen Zeitaufwand für die Vorbereitung einer Messung hat das neue Verfahren infolge seiner großen Genauigkeit den Vorteil, daß man je nach Wunsch über größere Mengen mitteln oder die Ungleichförmigkeit innerhalb einer Bearbeitungsreihe feststellen kann.

7) Zusammenfassung.

Die Anforderungen, die an einen Verstärker für elektrodynamische Wattmeter gestellt werden müssen, werden besprochen. Als geeignetste Schaltung wird ein Verstärker mit Glimmlampen-Kopplung angegeben, der den Meßbereich eines Wattmeters um zwei Zehnerpotenzen erweitert. Die Phasenverzerrungen der Grundschaltung mit und ohne Stromwandler werden berechnet, und Schaltungen angegeben, durch die in dem ganzen Frequenzbereich, in dem elektrodynamischen Wattmeter verwendbar sind, der gesamte Phasenfehler unter die Genauigkeitsgrenze von Röhrenschaltungen gesenkt wird. Die berechneten Ergebnisse werden experimentell bestätigt.

Als Anwendung eines solchen Wattmeter-Vorverstärkers werden Verlustmessungen an Eisenlegierungen und die dazu erforderlichen Zusatzgeräte beschrieben. Der besondere Vorteil des Verfahrens, mit dem hundertsten bis tausendsten Teil der früher benötigten Stoffmenge bei technisch völlig hinreichender Genauigkeit auszukommen, wird an einigen Beispielen dargelegt.

Die vorliegende Arbeit wurde im Institut für Angewandte Physik der Universität Frankfurt a. M. ausgeführt. Herrn Prof. Dr. Seddig spreche ich für die Förderung der Arbeit meinen herzlichsten Dank aus.

Literatur-Verzeichnis.

1) G. Keinath: Elektrodynamische Instrumente, Leistungsmesser für Wechselstrom und Drehstrom. A.T.M. Teil J 741—2.

2) W. Thal: Das Siemens-Ferrometer. A.T.M. Teil J 60—3.

3) J. Schneider: Die Messung der magnetischen Verluste an Eisenblechstreifen bei homogener Sättigung. Dissertation Frankfurt a. M. 1929.

4) W. Thal: Genauigkeit bei Eisenmessungen. A.T.M. J 60—4.

5) H. Peek: Ein neuer Gleich- und Wechselstrom-Verstärker. Arch. f. Elektrotechnik 26, 443 (1932).

6) E. Gumlich: Magnetische Messungen. Verlag Vieweg, Braunschweig 1918.

7) P. Kapteyn: Über den Verstärkungsgrad widerstandsgekoppelter Röhrenanordnungen. Hochfr. u. Elektroak. 39, 41 (1932).

8) J. Kammerloher: Der Klirrfaktor von Penthoden. Hochfr. u. Elektroak. 45, 11 (1935).

W. S. Messkin u. A. Kussmann, Die ferromagnetischen Legierungen und ihre gewerbliche Anwendung. Berlin, Springer 1932.

H. Barkhausen, Lehrbuch der Elektronenröhren und ihrer technischen Anwendungen. 2. Band: Verstärker. Leipzig, Hirzel 1933.

Lebenslauf.

Am 25. Nov. 1911 wurde ich, Sophie K i n d l e r, in Offenbach a. M. geboren. Ich besuchte dort von 1918 bis 1926 die Volksschule und anschließend die Studienanstalt. Ostern 1932 bestand ich in derselben Anstalt die Reifeprüfung. Seit dieser Zeit war ich an der Johann-Wolfgang-Goethe-Universität Frankfurt a. M. immatrikuliert. Ich widmete mich während meiner Universitätszeit, neben allgemein bildenden Studien, vorwiegend dem Studium der angewandten Physik, Experimentalphysik, Mineralogie und Mathematik.

Meine akademischen Lehrer waren die Herren Professoren: v. Braun, Dehn, Dessauer, Epstein, Horkheimer, Madelung, Meissner, Nacken, Rajewski, Seddig, Siegel, zur Strassen und Wilhelmy.